

**10/568480**

**IAP20 Rec'd PST/PTO 15 FEB 2006**

**INTERNATIONAL APPLICATION  
AS ORIGINALLY FILED**

## 明 細 書

## 絶縁型DC-DCコンバータ

## 技術分野

- [0001] 本発明は、外部への出力電圧を間接的に検出し当該検出電圧に基づいて出力電圧の安定化制御を行う構成を持つ絶縁型DC-DCコンバータに関するものである。

## 背景技術

- [0002] 図6には絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分の一例が示されている。この絶縁型DC-DCコンバータ1はトランス2を有し、このトランス2の一次コイルN1側には、メインスイッチ素子(例えばMOS-FET)Qと、入力フィルタ回路3とが設けられている。そのメインスイッチ素子Qのスイッチオン・オフ動作に基づいて外部の電源4から入力フィルタ回路3を通して一次コイルN1にエネルギーが供給される。
- [0003] トランス2の二次コイルN2側には二次側整流平滑回路5が設けられている。二次側整流平滑回路5は、整流側同期整流器(例えばMOS-FET)6と、転流側同期整流器(例えばMOS-FET)7と、同期整流器駆動回路8と、平滑回路9とを有して構成されている。二次コイルN2から出力される電圧は一次コイルN1に生じている電圧に応じた電圧である。二次側整流平滑回路5は、その二次コイルN2の出力電圧を整流平滑して直流電圧を作り出し当該直流電圧を出力電圧 $V_{out}$ として外部の負荷Sに出力する回路である。
- [0004] トランス2の三次コイルN3側には三次側整流平滑回路10が設けられている。三次側整流平滑回路10は、整流側ダイオード11と、転流側ダイオード12と、チョークコイル13と、平滑用コンデンサ14と、分圧抵抗部15、16とを有して構成されている。この三次側整流平滑回路10は、三次コイルN3の出力電圧を整流平滑して直流電圧を作り出し当該直流電圧を二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ の検出電圧 $V_k$ として検出出力する回路である。
- [0005] また、この絶縁型DC-DCコンバータ1にはエラーアンプ18が設けられている。このエラーアンプ18は、三次側整流平滑回路10から出力される検出電圧 $V_k$ と、基準電源17の基準電圧 $V_s$ との差分に応じた電圧を出力するものである。また、制御回路

20が設けられている。この制御回路20は、エラーアンプ18の出力電圧に基づいて(換言すれば、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ に基づいて)、二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ が予め定められた設定の電圧値に安定化するようにメインスイッチ素子Qのスイッチオン・オフ動作を例えばPWM制御方式により制御する回路構成を有するものである。なお、この例では、制御回路20は、三次側整流平滑回路10の平滑コンデンサ14から出力される直流電圧 $V_{cc}$ を電源電圧として利用している。

[0006] 特許文献1:特許第3391320号公報

特許文献2:特許第3339452号公報

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0007] 上記したような絶縁型DC-DCコンバータ1では、良好な出力電圧精度を得るためには、出力電圧 $V_{out}$ と、三次側整流平滑回路10から出力される検出電圧 $V_k$ とが完全な比例関係にあることが望ましい。しかしながら、図6に示される絶縁型DC-DCコンバータ1の構成では、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間における次に述べるような回路動作によって、出力電圧 $V_{out}$ と検出電圧 $V_k$ との比例関係が崩れてしまうという問題がある。

[0008] 次に、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中の回路動作の一例を図7の波形図を利用して説明する。例えば、メインスイッチ素子Qがスイッチオフすると(時間 $t_0$ )、メインスイッチ素子Qのソースドレイン間に並列的に生じる寄生容量と、トランス2の励磁インダクタンスとのLC共振が開始される。これにより、メインスイッチ素子Qのドレインに、図7に示されるようなLC共振のパルス電圧が生じる。そのLC共振の半周期が経過すると(時間 $t_1$ )、トランス2のリセットが完了する。

[0009] このトランス2のリセット完了時点からメインスイッチ素子Qがオンするまでの期間(時間 $t_1$ から時間 $t_2$ までの期間)においては、メインスイッチ素子Qのドレイン電圧は、後述する電圧 $V_d$ にクランプされた状態となる。また、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、同期整流器駆動回路8によって、転流側同期整流器7のゲートには駆動電圧が印加されて転流側同期整流器7はオン状態に制御される。さらに、このメイ

ンスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、整流側同期整流器6のゲートには駆動電圧が加えられず整流側同期整流器6はオフ状態に制御されている。

- [0010] メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、入力フィルタ9を構成しているチョークコイル(図示せず)の励磁インダクタンスに基づいたエネルギーが図6に示すようなA経路でもって通電して負荷Sに電力が供給されている。また、このメインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、上記のように整流側同期整流器6はオフ状態に制御されているのにも拘わらず、整流側同期整流器6のドレインソース間に並列的に生じる寄生ダイオードのために、トランス2のリセットが完了すると、トランス2の二次コイルN2→転流側同期整流器7→整流側同期整流器6の寄生ダイオード→二次コイルN2の経路でもってトランス2の励磁電流が循環通電してしまう。これにより、整流側同期整流器6の両端には寄生ダイオードの順方向降下電圧 $V_f$ が発生する。このために、トランス2のリセット完了時点からメインスイッチ素子Qがオンするまでの期間( $t_1 \sim t_2$ の期間(トランス励磁電流循環期間))には、二次コイルN2の両端電圧は、その整流側同期整流器6の寄生ダイオードの順方向降下電圧 $V_f$ でクランプされる。
- [0011] このため、外部の電源4から絶縁型DC-DCコンバータ1に供給される入力電圧を $V_{in}$ とし、一次コイルN1の巻き数を $N_1$ とし、二次コイルN2の巻き数を $N_2$ とし、三次コイルN3の巻き数を $N_3$ とした場合、トランス励磁電流循環期間( $t_1 \sim t_2$ の期間)のメインスイッチ素子Qのドレインのクランプ電圧 $V_d$ は、 $V_d = V_{in} - (N_1/N_2) \times V_f$ の数式で求まる電圧となる。また、三次コイルN3に発生する電圧 $V_3$ は、 $V_3 = (N_3/N_2) \times V_f$ の数式で求まる電圧でクランプされる。
- [0012] 三次側整流平滑回路10では、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、チョークコイル13に蓄積されているエネルギーに基づいて、チョークコイル13と転流側ダイオード12を通る図6に示されるB経路でもって電流が通電する。また、前記したように、このメインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中には、三次コイルN3に電圧 $V_3$ が発生している。三次側整流平滑回路10では、転流側の整流素子として一方向導通特性を持つダイオード12が設けられているので、三次コイルN3の電圧 $V_3$ に基づいた電流は、転流側ダイオード12と整流側ダイオード11を順に通る経路で通電せず、チョークコイル13と整流側ダイオード11と三次コイルN3を通る図6に示されるC

経路でもって通電する。三次側整流平滑回路10では、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中の検出電圧 $V_k$ は、B経路の電流通電による電圧に、C経路の電流通電による電圧が重畳された電圧となっている。

[0013] 上記のようなメインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中において、二次側整流平滑回路5から負荷Sに出力される電圧 $V_{out}$ には、二次コイルN2に発生している電圧 $V_f$ の影響が無い。これに対して、三次側整流平滑回路10から出力される検出電圧 $V_k$ には、二次コイルN2の電圧 $V_f$ に基づいた三次コイルN3の電圧 $V_3$ が関与している。このため、二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ と、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ との相関関係が崩れてしまう。

[0014] すなわち、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ は、次に示される電圧 $V_2$ 分、二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ との相関関係がずれてしまう。

[0015]  $V_2 = V_f \times (N_3 / N_2) \times (T_{cy} / T_{sw})$

[0016] なお、 $V_f$ はメインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間中における整流側同期整流器6の寄生ダイオードの順方向降下電圧である。N2は二次コイルN2の巻き数である。N3は三次コイルN3の巻き数である。 $T_{cy}$ はトランス励磁電流循環期間の長さである。 $T_{sw}$ はスイッチング周期の1周期の長さである。

[0017] 図6に示される回路構成の絶縁型DC-DCコンバータ1では、トランス励磁電流循環期間の長さは入力電圧 $V_{in}$ の大きさによって変わる。このため、入力電圧 $V_{in}$ の変動によって二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ と、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ との関係が変わってしまう。また、ダイオードの順方向降下電圧 $V_f$ は周囲の環境温度が低温になるに従って大きくなり、高温になるに従って小さくなる。このことから、周囲温度の変動によっても、二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ と、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ との関係が変わってしまう。

[0018] このように入力電圧 $V_{in}$ の変動や、周囲の環境温度変動によって、出力電圧 $V_{out}$ と検出電圧 $V_k$ との関係が変化してしまう。このために、検出電圧 $V_k$ が出力電圧 $V_{out}$ と比例関係になるように検出電圧 $V_k$ を補正することは非常に難しい。すなわち、図6に示される絶縁型DC-DCコンバータ1の回路構成では、出力電圧 $V_{out}$ と検出電圧 $V_k$ との完全な比例関係を得ることは非常に困難であり、出力電圧 $V_{out}$ の良好な精度

を確保できないという問題があった。特に、近年、二次コイル $N_2$ の巻き数 $N_2$ に対する三次コイル $N_3$ の巻き数 $N_3$ の比( $N_3/N_2$ )が大きくなる傾向にある。このことから、出力電圧 $V_{out}$ と検出電圧 $V_k$ との相関性は悪化しており、出力電圧 $V_{out}$ の低い低出力の絶縁型DC-DCコンバータ1においては、出力電圧 $V_{out}$ の変動幅を予め定められた許容範囲内に抑えることが難しくなっている。

#### 課題を解決するための手段

[0019] この発明は次に示す構成をもって前記課題を解決するための手段としている。すなわち、この発明は、

電磁結合された一次コイルと二次コイルと三次コイルを有するトランスと、

このトランスの一次コイル側に設けられスイッチオン・オフ動作により外部の電源から一次コイルに供給されるエネルギーを制御して一次コイルに生じる電圧を制御するメインスイッチ素子と、

トランスの一次コイルの電圧に応じた二次コイルの出力電圧を整流平滑して外部に向けて出力する二次側整流平滑回路と、

三次コイルの出力電圧を整流平滑して直流電圧を作り出し当該直流電圧を二次側整流平滑回路の出力電圧の検出電圧として検出出力する三次側整流平滑回路と、

この三次側整流平滑回路から出力される検出電圧に基づいてメインスイッチ素子のスイッチオン・オフ動作を、二次側整流平滑回路の出力電圧が安定化するように制御する制御回路と、

を有し、

前記二次側整流平滑回路には、二次コイルの出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子のスイッチオン・オフ動作に同期してオン・オフ動作を行う整流側同期整流器と転流側同期整流器を有する構成を備えた絶縁型DC-DCコンバータにおいて、

三次側整流平滑回路には、三次コイルの出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子がオフしている間はスイッチオン動作する転流側同期整流器が設けられていることを特徴としている。

#### 発明の効果

[0020] この発明によれば、三次側整流平滑回路には、三次コイルの出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子がオフしている間はスイッチオン動作する転流側同期整流器(例えばFET)が設けられている構成とした。この発明の絶縁型DC-DCコンバータでは、メインスイッチ素子がスイッチオフしている期間中には、トランスに励磁されたエネルギーを維持するための励磁電流が二次側整流平滑回路の転流側同期整流器と整流側同期整流器と二次コイルを通る経路でもって通電している期間(トランス励磁電流循環期間)がある。三次側整流平滑回路の整流素子として転流側同期整流器を設ける構成とすることにより、トランス励磁電流循環期間には、二次コイルの励磁電流通電に起因した三次コイルの誘起電圧に基づいた電流は、三次側整流平滑回路の転流側同期整流器と、三次コイルとを通過して循環することとなり、三次側整流平滑回路の出力側は通電しない。つまり、メインスイッチ素子がスイッチオフしている期間中におけるトランス励磁電流循環期間には、三次側整流平滑回路から制御回路に向けて出力される検出電圧に、三次コイルの電圧は関与しないこととなる。

[0021] すなわち、従来の構成では、三次側整流平滑回路の検出電圧には、二次側整流平滑回路の出力電圧と三次側整流平滑回路の検出電圧との相関関係を崩していた電圧成分(つまり、三次コイルの誘起電圧に基づいた電圧成分)が含まれていた。これに対して、この発明では、その相関関係を崩していた電圧成分が三次側整流平滑回路の検出電圧に含まれることを回避できる。このために、二次側整流平滑回路の出力電圧と、三次側整流平滑回路の検出電圧との良好な相関関係を得ることができる。

[0022] よって、三次側整流平滑回路の検出電圧に基づいた制御回路のメインスイッチ素子のスイッチング制御により、二次側整流平滑回路の出力電圧を高精度に制御することができることとなる。これにより、絶縁型DC-DCコンバータの出力電圧の出力精度を向上させることができる。

#### 図面の簡単な説明

[0023] [図1]第1実施例の絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分を表した回路図である。

[図2]図1に示される構成から得られる効果の一つを説明するためのグラフである。

[図3]第2実施例の絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分を表した回路図である。

[図4]第3実施例の絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分を表した回路図である。

[図5]第4実施例の絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分を表した回路図である。

[図6]従来の絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分を表した回路図である。

[図7]図6に示す絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分の回路動作の一例を説明するための波形図である。

#### 符号の説明

- [0024] 1 絶縁型DC-DCコンバータ
- 2 トランス
- 5 二次側整流平滑回路
- 6, 36 整流側同期整流器
- 7, 24 転流側同期整流器
- 10 三次側整流平滑回路

#### 発明を実施するための最良の形態

- [0025] 以下に、この発明に係る実施例を図面に基づいて説明する。
- [0026] 図1には第1実施例の絶縁型DC-DCコンバータの主要な回路構成部分が表示されている。なお、この第1実施例の説明において、図6に示される絶縁型DC-DCコンバータと同一構成部分には同一符号を付し、その共通部分の重複説明は省略する。
- [0027] この第1実施例では、三次側整流平滑回路10において、転流側の整流素子として、同期整流器(例えばMOS-FET)24が設けられている。また、この同期整流器24をオン・オフ駆動させるための駆動回路25が設けられている。駆動回路25は、三次コイルN3に発生する電圧を利用して、メインスイッチ素子Qがスイッチオンしているときには転流側同期整流器24をスイッチオフさせ、メインスイッチ素子Qがスイッチオフしている間は転流側同期整流器24をスイッチオンさせる構成を備えているものである。



- 。
- [0028] この第1実施例では、上記した構成以外の構成は図6に示される構成と同様である。この第1実施例では、三次側整流平滑回路10の転流側の整流素子として転流側同期整流器24を設けた。このため、メインスイッチ素子Qがスイッチオフしている期間であってトランス励磁電流が二次コイルN2に通電している期間中(トランス励磁電流循環期間中)には、二次コイルN2の電圧 $V_f$ に応じた三次コイルN3の電圧 $V_3$ に基づいた電流は、転流側同期整流器24と整流側ダイオード11と三次コイルN3を循環通電する。
- [0029] 従来の構成では、その三次コイルN3の電圧 $V_3$ に基づいた電流がチョークコイル13側に通電してしまっていた。このために、チョークコイル13の励磁エネルギーに基づいた電圧に、その三次コイルN3の電圧 $V_3$ に応じた不要な電圧が重畳されていた。これにより、二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ と三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ との相関関係が崩れていた。制御回路20は、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ を二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ と見なし当該検出電圧 $V_k$ が安定化するように制御動作を行う回路構成を備えている。このことから、制御回路20の制御動作によって、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ は、図2のグラフの実線Aに示されるように、入力電圧が変動しても、周囲温度が変動しても、ほぼ一定に安定化する。しかしながら、従来の構成では、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ と二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ との相関関係が崩れている。このために、制御回路20が出力電圧 $V_{out}$ を安定化すべく制御動作を行っているのにも拘わらず、二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ は、図2のグラフの点線a～cに示されるように、入力電圧の変動や、周囲温度変動によって変動してしまう。
- [0030] これに対して、この第1実施例の構成では、トランス励磁電流循環期間中に、三次コイルN3の電圧 $V_3$ に基づいた電流がチョークコイル13側に流れ込むことを防止できる。このため、二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ と三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ との相関関係を崩す電圧成分(つまり、二次コイルN2の電圧 $V_f$ に応じた三次コイルN3の電圧 $V_3$ に基づいた電圧成分)が、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ に含まれることを回避できる。これにより、二次側整流平滑回路5の出力

電圧 $V_{out}$ と、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ との良好な相関関係を得ることができる。よって、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ を二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ と見なした制御回路20の制御動作によって、図2のグラフの実線A, Bに示されるように、三次側整流平滑回路10の検出電圧 $V_k$ も、二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ も、入力電圧の変動や、周囲温度の変動によらずに、一定に安定化させることができる。これにより、絶縁型DC-DCコンバータ1の出力精度を高めることができる。

- [0031] 以下に、第2実施例を説明する。なお、この第2実施例の説明において、第1実施例と同一構成部分には同一符号を付し、その共通部分の重複説明は省略する。
- [0032] 図3には第2実施例の絶縁型DC-DCコンバータの主要構成部分が示されている。この第2実施例では、第1実施例と同様に三次側整流平滑回路10の転流側の整流素子として同期整流器24が設けられている。また、制御回路20からメインスイッチ素子Qのゲートに至る電流経路にはドライブトランス26の一次コイル27が介設されている。この一次コイル27と並列的にダイオード28が設けられている。
- [0033] さらに、トランス2には四次コイルN4が設けられている。この四次コイルN4の一端側は二次側整流平滑回路5の転流側同期整流器7のゲートに接続されている。四次コイルN4の他端側には駆動スイッチ素子(例えばMOS-FET)31が設けられている。この駆動スイッチ素子31は、そのドレイン側が四次コイルN4の他端側に接続され、ソース側が転流側同期整流器7のソース側に接続され、制御端子(ゲート)がドライブトランス26の二次コイル30の一端側に接続されている。二次コイル30の他端側は整流側同期整流器6のソース側に接続されている。また、二次側整流平滑回路5の同期整流器6のゲートと、二次コイルN2との間にはコンデンサ32が介設されている。
- [0034] さらに、ドライブトランス26には三次コイル33が設けられている。さらに、トランス2には五次コイルN5が設けられている。さらにまた、駆動スイッチ素子(例えばMOS-FET)34が設けられている。五次コイルN5の一端側は転流側同期整流器24のゲートに接続され、五次コイルN5の他端側は駆動スイッチ素子34のドレイン側に接続されている。駆動スイッチ素子34のソース側は転流側同期整流器24のソース側に接続されている。駆動スイッチ素子34の制御端子(ゲート)は三次コイル33の一端側に接続

されている。三次コイル33の他端側は駆動スイッチ素子34のソース側と整流側ダイオード11のアノード側との接続部に接続されている。

[0035] この第2実施例の上記以外の構成は第1実施例の構成と同様である。次に、この第2実施例における上述した回路構成部分の回路動作の一例を述べる。この第2実施例では、メインスイッチ素子Qがスイッチオフしている期間中には、トランス2の四次コイルN4に誘起されている電圧によって、転流側同期整流器7の入力容量が充電されてスイッチオン状態となる。また、トランス2の五次コイルN5の誘起電圧によって、転流側同期整流器24の入力容量も充電されてスイッチオン状態となっている。

[0036] 例えば、制御回路20からメインスイッチ素子Qのゲートに向けて、メインスイッチ素子Qをスイッチオンさせるためのオン駆動用の信号が出力されると、このオン駆動用の信号はドライブトランス26の一次コイル27と、メインスイッチ素子Qの入力容量とに加えられる。これにより、メインスイッチ素子Qの入力容量の充電が開始される。メインスイッチ素子Qは、制御回路20から出力されるオン駆動用の信号によってメインスイッチ素子Qの入力容量が充電されてターンオンするものである。この第2実施例では、メインスイッチ素子Qの入力容量の充電経路にドライブトランス26の一次コイル27が介設されている。このため、メインスイッチ素子Qの入力容量の充電速度が遅くなり、メインスイッチ素子Qのターンオンが遅れることとなる。

[0037] 一方、ドライブトランス26においては、制御回路20から出力されたオン駆動用の信号が一次コイル27に通電し始めたときに、この通電により二次コイル30に誘起される電圧が次に示される電圧となるように構成されている。つまり、その二次コイル30の誘起電圧は、オン駆動用の信号が一次コイル27に通電し始めたときに、駆動スイッチ素子31の入力容量を瞬間的に充電させて駆動スイッチ素子31をオンさせることができる電圧である。この二次コイル30の誘起電圧により、制御回路20からオン駆動用の信号が出力し始めた直後に、駆動スイッチ素子31がターンオンする。

[0038] この駆動スイッチ素子31のオン駆動により、転流側同期整流器7の入力容量の電荷が、四次コイルN4と駆動スイッチ素子31を通して引き抜き放電される。これにより、転流側同期整流器7がスイッチオフする。

[0039] この第2実施例では、転流側同期整流器7がスイッチオフしたときに、メインスイッチ

素子Qの入力容量の充電が未だ終了していないように、ドライブトランス26の一次コイル27の巻き数等が設計されている。このため、制御回路20から出力されるオン駆動用の信号の出力が開始されてからメインスイッチ素子Qの入力容量が充電されてメインスイッチ素子Qがターンオンするまでの入力容量の充電期間中に、つまり、メインスイッチ素子Qがターンオンする前に、二次側整流平滑回路5の転流側同期整流器7がスイッチオフする。

[0040] 三次側整流平滑回路10の転流側同期整流器24に関しても、上記同様に、メインスイッチ素子Qがスイッチオンする前に転流側同期整流器24がターンオフする構成となっている。すなわち、制御回路20からメインスイッチ素子Qに向けてオン駆動用の信号の出力が開始され、そのオン駆動用の信号がドライブトランス26の一次コイル27に通電すると、この通電によりドライブトランス26の三次コイル33に電圧が誘起される。この誘起電圧によって、駆動スイッチ素子34の入力容量が瞬間的に充電完了して駆動スイッチ素子34がスイッチオンする。そして、転流側同期整流器24の入力容量の電荷が、五次コイルN5と駆動スイッチ素子34を通して引き抜き放電される。これにより、転流側同期整流器24が、メインスイッチ素子Qがターンオンする前にスイッチオフする。

[0041] すなわち、この第2実施例では、ドライブトランス26と、駆動スイッチ素子31と、駆動スイッチ素子31の入力容量の電荷の放電経路とによって、二次側整流平滑回路5の転流側同期整流器7の早期オフ駆動回路が構成されている。また、ドライブトランス26と、駆動スイッチ素子34と、駆動スイッチ素子34の入力容量の電荷の放電経路とによって、三次側整流平滑回路10の転流側同期整流器24の早期オフ駆動回路が構成されている。

[0042] この第2実施例では、二次側整流平滑回路5の転流側同期整流器7および三次側整流平滑回路10の転流側同期整流器24を、メインスイッチ素子Qがターンオンする前にスイッチオフさせる早期オフ駆動回路が設けられている構成とした。これにより、メインスイッチ素子Qがターンオンしたときには転流側同期整流器7、24は既にスイッチオフしているので、転流側同期整流器7、24のターンオフ遅れに起因した回路効率の悪化などの様々な問題発生を防止することができる。

- [0043] 以下に、第3実施例を説明する。なお、この第3実施例の説明において、第1や第2の各実施例と同一構成部分には同一符号を付し、その共通部分の重複説明は省略する。
- [0044] この第3実施例では、図4に示されるように、三次側整流平滑回路10の整流側の整流素子として整流側同期整流器(例えばMOS-FET)36が設けられている。この整流側同期整流器36のゲートはコンデンサ37を介して三次コイルN3に接続されている。整流側同期整流器36は、三次コイルN3の電圧によって、メインスイッチ素子Qのスイッチオン期間にはスイッチオンし、メインスイッチ素子Qのスイッチオフ期間にはスイッチオフする。
- [0045] 上記以外の構成は第2実施例と同様である。この第3実施例では、三次側整流平滑回路10の転流側の整流素子だけでなく、三次側整流平滑回路10の整流側の整流素子にも、同期整流器を用いることによって、三次側整流平滑回路10において、電流不連続モードを無くすることができる。これにより、三次側整流平滑回路10を構成するチョークコイル13として、電流不連続モードの発生を気にせずに小さいインダクタンス値のものを設けることが可能となる。このため、三次側整流平滑回路10のチョークコイル13の低コスト化を図ることができる。また、チョークコイル13の損傷の発生率を低減させることができるので、チョークコイル13に対する信頼性を高めることができる。
- [0046] 以下に、第4実施例を説明する。なお、この第4実施例の説明において、第1～第3の各実施例と同一構成部分には同一符号を付し、その共通部分の重複説明は省略する。
- [0047] この第4実施例では、図5に示されるように、三次側整流平滑回路10のチョークコイル13が、転流側同期整流器24のドレイン側(正極側)とコンデンサ14との間に介設されている。この構成によって、次に示すような理由により回路構成の簡略化を図ることができる。
- [0048] すなわち、チョークコイル13が、例えば図4に示されるように、転流側同期整流器24のソース側(負極側)とコンデンサ14との間に介設されている場合には、駆動スイッチ素子34のソース側および整流側同期整流器36のソース側は三次コイルN3とチョ

ークコイル13との間に接続された状態となっている。このため、三次コイルN3の電圧の変化によって、駆動スイッチ素子34と整流側同期整流器36の各ソース側の電位が変動する。図4に示される回路構成では、そのような駆動スイッチ素子34と整流側同期整流器36の各ソース側の電位変動を考慮して、駆動スイッチ素子34および整流側同期整流器36のスイッチング動作を制御するための構成を備えている。つまり、駆動スイッチ素子34のスイッチング制御のために、ドライブトランス26に三次コイル33を設け、当該三次コイル33を駆動スイッチ素子34のゲートソース間に並列的に設けている。その三次コイル33に発生する電圧によって、駆動スイッチ素子34のスイッチング動作が制御される。また、三次コイルN3から整流側同期整流器36のゲートに至るまでの導通経路上にはコンデンサ37が介設されている。

[0049] これに対して、この第4実施例では、上述したように、チョークコイル13を正極側に設けたので、駆動スイッチ素子34および整流側同期整流器36のそれぞれのソース側が直接的にグラウンドに接地されることになる。これにより、駆動スイッチ素子34と整流側同期整流器36の各ソース側の電位がグラウンド電位に安定することとなる。このため、駆動スイッチ素子34と整流側同期整流器36の各ソース側電位の変動を気にすることなく、駆動スイッチ素子34および整流側同期整流器36をスイッチング制御するための回路構成を構築することができる。つまり、この第4実施例では、前記ドライブトランス26の三次コイル33およびコンデンサ37が省略されている。また、制御回路20からメインスイッチ素子Qへのスイッチング制御用の信号の出力部に、駆動スイッチ素子34のゲートおよび整流側同期整流器36のゲートが接続されている。

[0050] この構成によって、制御回路20からメインスイッチ素子Qへ向けて出力されるスイッチング制御用の信号と同じ信号が、駆動スイッチ素子34のゲートおよび整流側同期整流器36のゲートに加えられる。これにより、整流側同期整流器36は、メインスイッチ素子Qがスイッチオンしているときにはスイッチオン動作し、メインスイッチ素子Qがスイッチオフしているときにはスイッチオフ動作する。ところで、この第4実施例の回路構成では、第2や第3の各実施例と同様に、制御回路20からメインスイッチ素子Qに至る信号の導通経路上にドライブトランス26が介設されている。このため、制御回路20からメインスイッチ素子Qをスイッチオンさせるためのオン駆動用の信号(スイッチ

ング制御用の信号)が出力されても、メインスイッチ素子Qが直ちにターンオンするのではなく、メインスイッチ素子Qのターンオンが遅れる。これに対して、駆動スイッチ素子34のゲートには、オン駆動用の信号が直接的に加えられるので、メインスイッチ素子Qがターンオンする前に駆動スイッチ素子34がスイッチオンする。これにより、制御回路20からオン駆動用の信号が出力されてからメインスイッチ素子Qがターンオンするまでの期間中に、転流側同期整流器24がスイッチオフすることになる。

[0051] この第4実施例における上記以外の構成は第3実施例と同様である。この第4実施例では、第3実施例の構成に比べて、ドライブトランス26の三次コイル33およびコンデンサ37を省略できるので、回路構成の簡略化を図ることができる。また、部品コストを削減することができて、絶縁型DC-DCコンバータの低コスト化を図ることができる。

[0052] なお、この発明は第1～第4の各実施例の形態に限定されるものではなく、様々な実施の形態を採り得る。例えば、第3や第4の各実施例では、早期オフ駆動回路が設けられている絶縁型DC-DCコンバータにおいて、三次側整流平滑回路10の転流側素子として転流側同期整流器24を、また、整流側素子として整流側同期整流器36を、それぞれ、設けた回路構成例を挙げたが、早期オフ駆動回路が設けられていないものにあっても、三次側整流平滑回路10の転流側素子として転流側同期整流器24を、また、整流側素子として整流側同期整流器を、それぞれ、設けてもよい。

#### 産業上の利用可能性

[0053] 本発明の絶縁型DC-DCコンバータは、出力電圧の安定性に優れたものであることから、安定した電圧が要求される回路に接続して使用するのに非常に有効なものである。

## 請求の範囲

- [1] 電磁結合された一次コイルと二次コイルと三次コイルを有するトランスと、  
このトランスの一次コイル側に設けられスイッチオン・オフ動作により外部の電源から一次コイルに供給されるエネルギーを制御して一次コイルに生じる電圧を制御するメインスイッチ素子と、  
トランスの一次コイルの電圧に応じた二次コイルの出力電圧を整流平滑して外部に向けて出力する二次側整流平滑回路と、  
三次コイルの出力電圧を整流平滑して直流電圧を作り出し当該直流電圧を二次側整流平滑回路の出力電圧の検出電圧として検出出力する三次側整流平滑回路と、  
この三次側整流平滑回路から出力される検出電圧に基づいてメインスイッチ素子のスイッチオン・オフ動作を、二次側整流平滑回路の出力電圧が安定化するように制御する制御回路と、  
を有し、  
前記二次側整流平滑回路には、二次コイルの出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子のスイッチオン・オフ動作に同期してオン・オフ動作を行う整流側同期整流器と転流側同期整流器を有する構成を備えた絶縁型DC-DCコンバータにおいて、  
三次側整流平滑回路には、三次コイルの出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子がオフしている間はスイッチオン動作する転流側同期整流器が設けられていることを特徴とする絶縁型DC-DCコンバータ。
- [2] メインスイッチ素子は、制御回路から出力されるオン駆動用の信号によりメインスイッチ素子の入力容量が充電されてターンオンするものであり、  
制御回路からオン駆動用の信号の出力が開始されてからメインスイッチ素子がターンオンするまでの入力容量の充電期間中に、二次側整流平滑回路の転流側同期整流器および三次側整流平滑回路の転流側同期整流器を、メインスイッチ素子がターンオンする前にスイッチオフさせる早期オフ駆動回路が設けられていることを特徴とする請求項1記載の絶縁型DC-DCコンバータ。
- [3] 三次側整流平滑回路には、転流側同期整流器が設けられていると共に、メインスイ



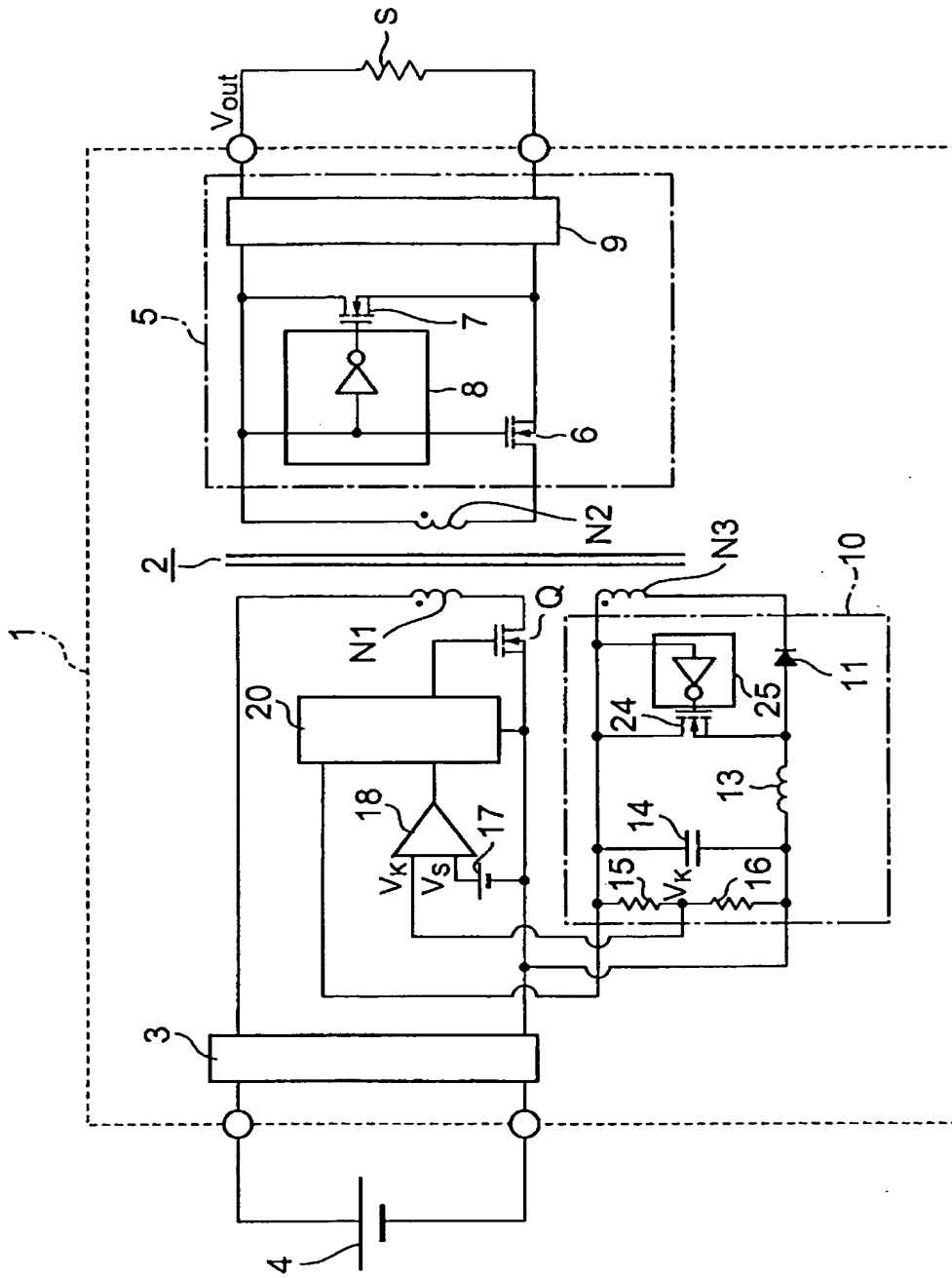
ツチ素子のオン期間にスイッチオン動作する整流側同期整流器が設けられていることを特徴とする請求項1記載の絶縁型DC-DCコンバータ。

- [4] 三次側整流平滑回路には、転流側同期整流器が設けられていると共に、メインスイッチ素子のオン期間にスイッチオン動作する整流側同期整流器が設けられていることを特徴とする請求項2記載の絶縁型DC-DCコンバータ。

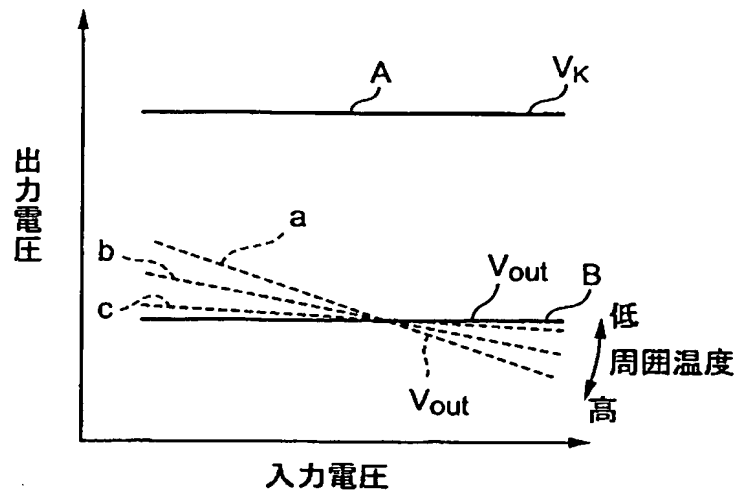
## 要 約 書

トランス2の二次コイルN2の出力電圧 $V_{out}$ を整流平滑して外部に向けて出力する二次側整流平滑回路5と、三次コイルN3の出力電圧を整流平滑して直流電圧を作り出し当該直流電圧を二次側整流平滑回路5の出力電圧 $V_{out}$ の検出電圧 $V_k$ として検出出力する三次側整流平滑回路10と、その検出電圧 $V_k$ に基づいてメインスイッチ素子Qのスイッチオン・オフ動作を出力電圧 $V_{out}$ の安定化方向に制御する制御回路20とを有する。二次側整流平滑回路5は、整流素子として整流側同期整流器6と転流側同期整流器7を有する。三次側整流平滑回路10には、三次コイルN3の出力電圧を整流する整流素子として、メインスイッチ素子Qがオフしている間はスイッチオン動作する転流側同期整流器24を設ける。

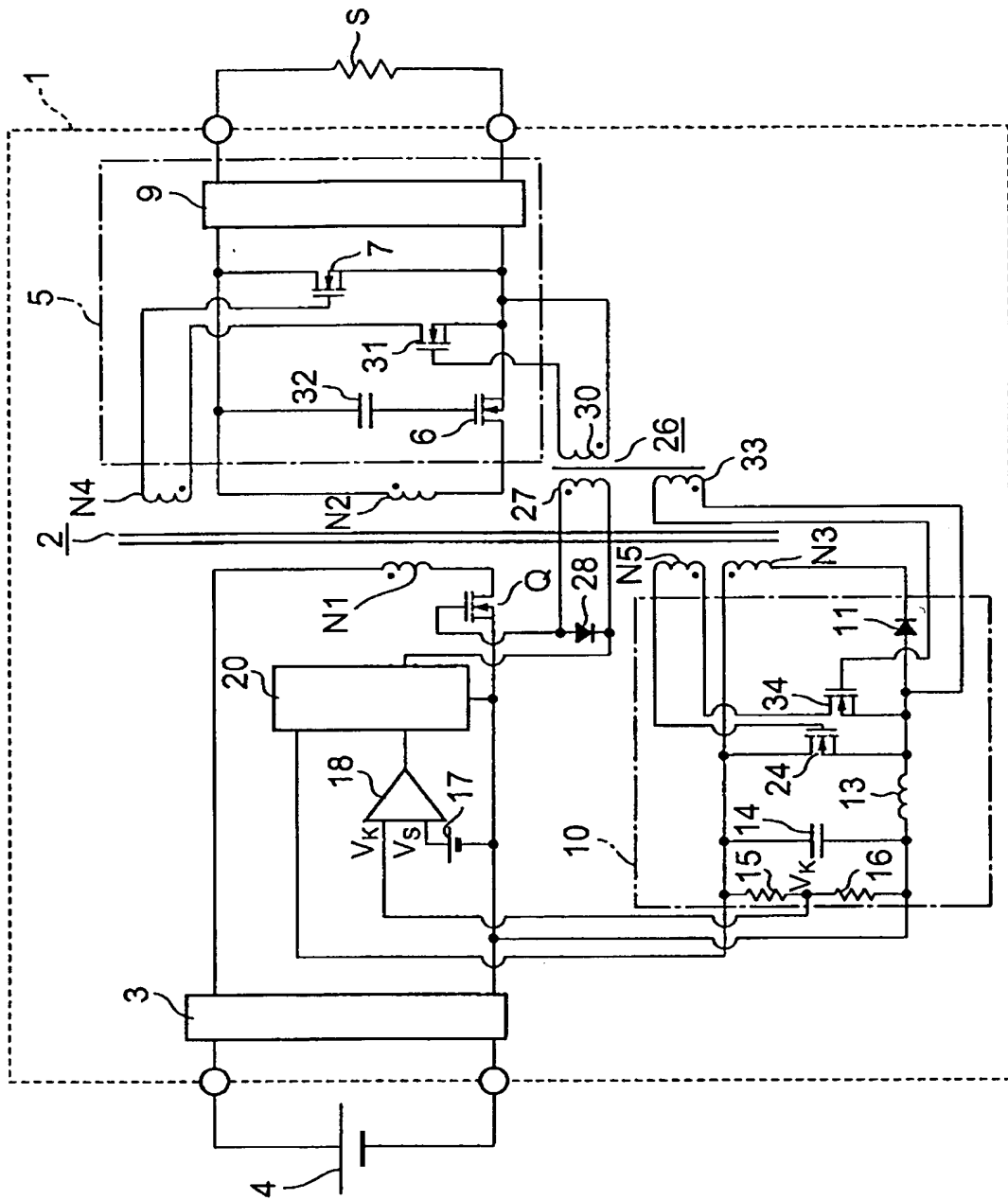
[図1]



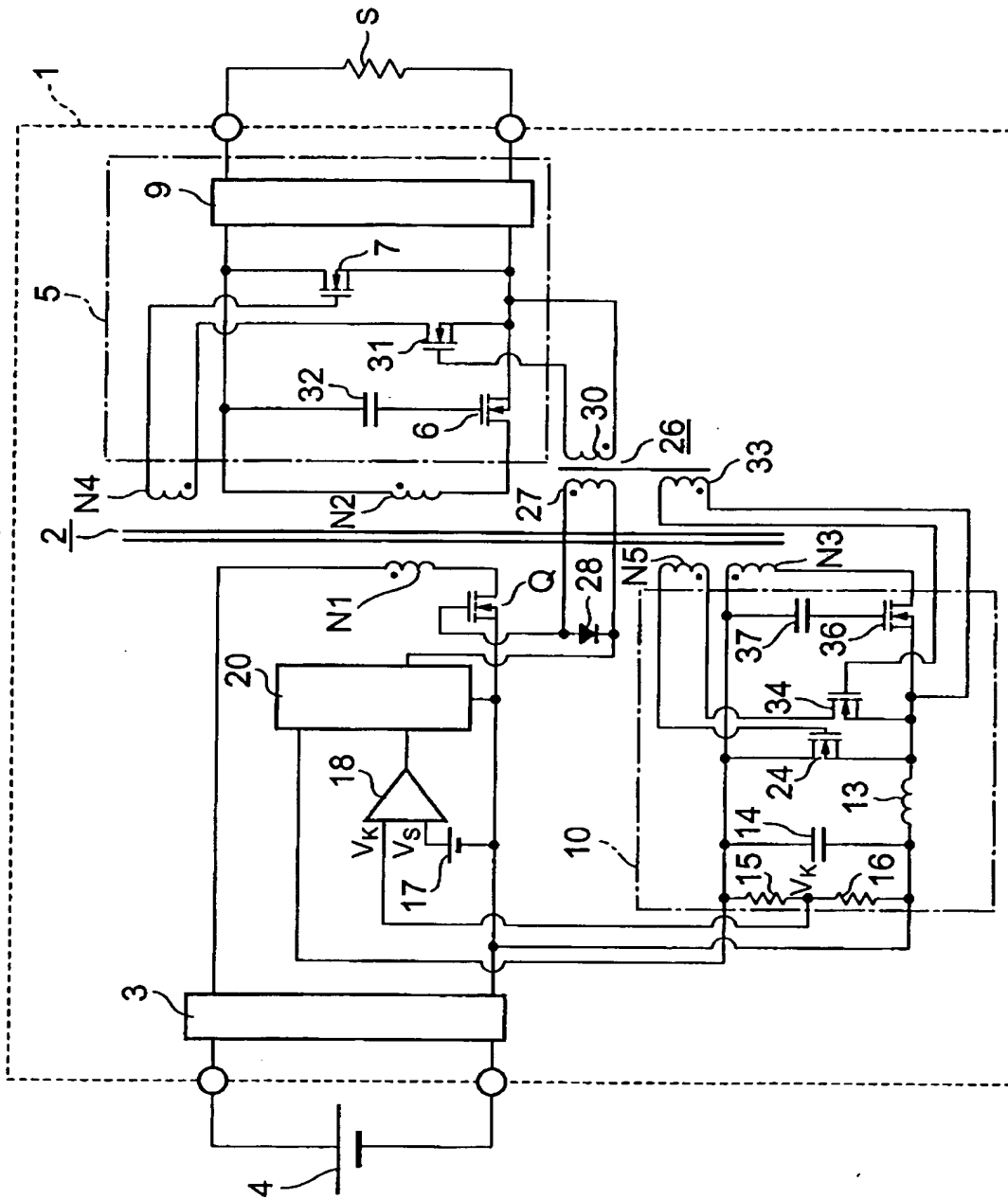
[図2]



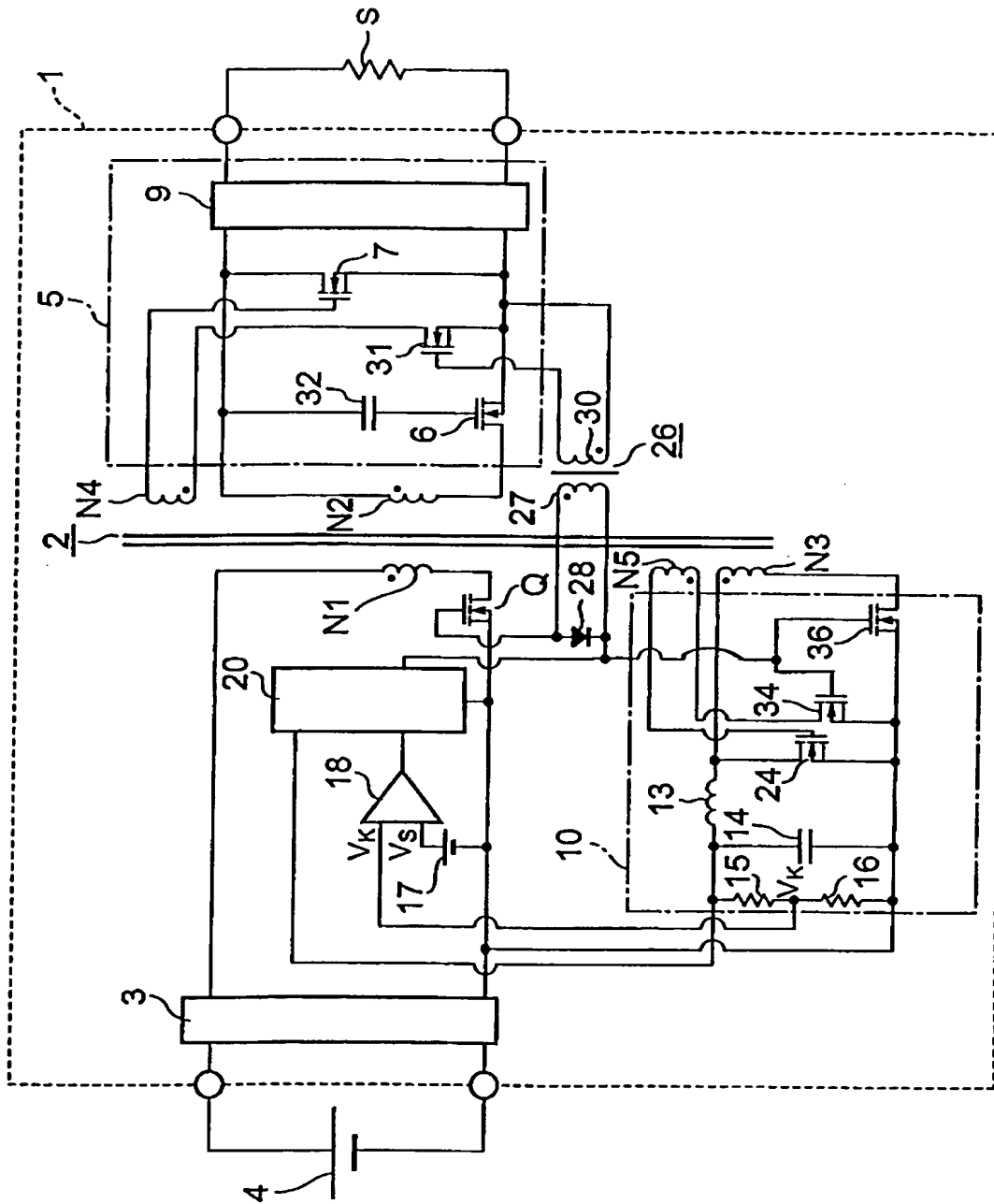
[図3]



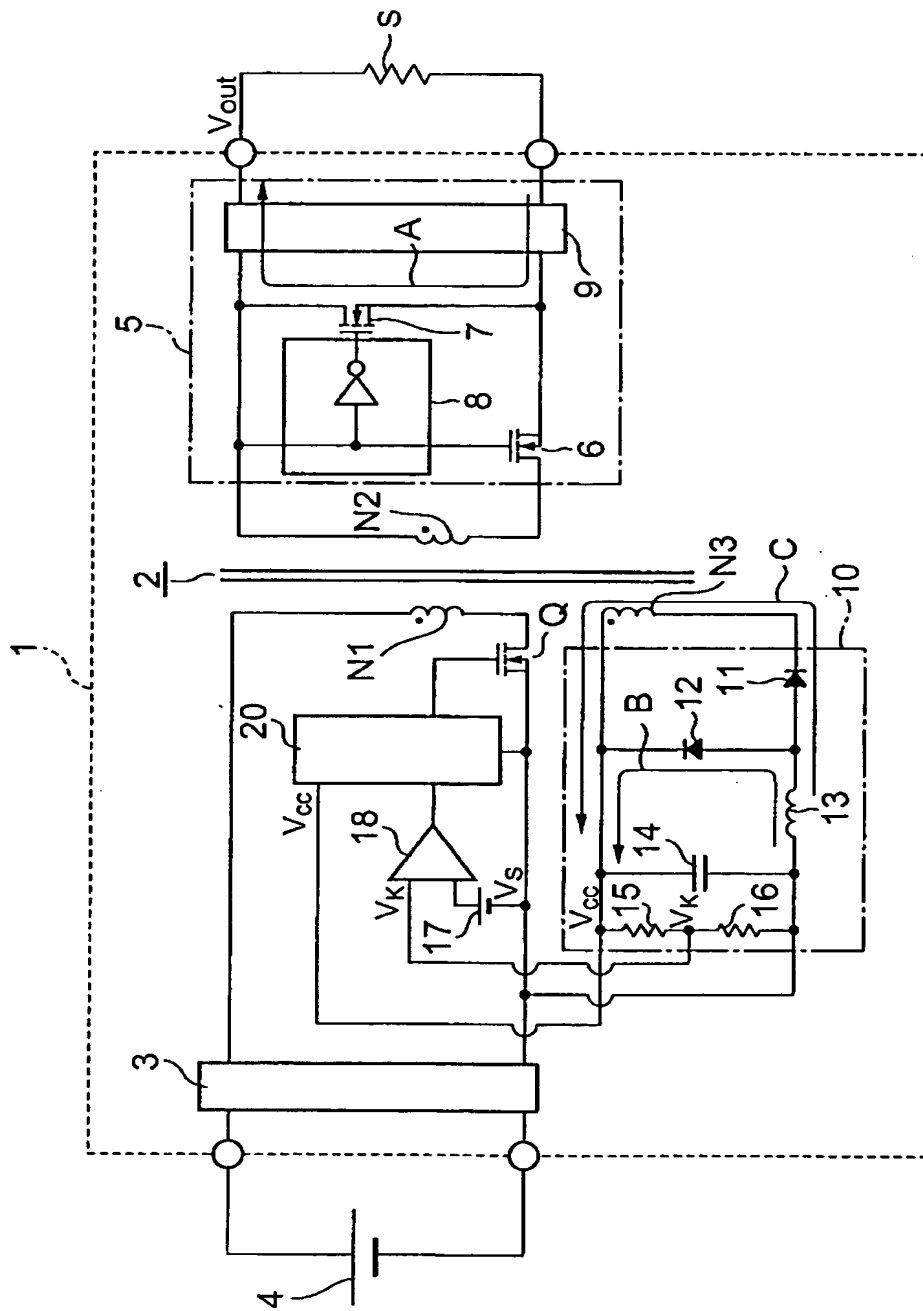
[図4]



[図5]



[図6]





[図7]

